A Compact 1kW 432 MHz High Power Solid State Amplifier Using 2 x MRF6VP5600H

by F5FLN, Michel Rousselet – with help from Remco den Besten, PA3FYM

This article describes an RF amplifier design using high power RF solid state devices. If you have no experience working with these high power levels, please enlist the help of someone who has.

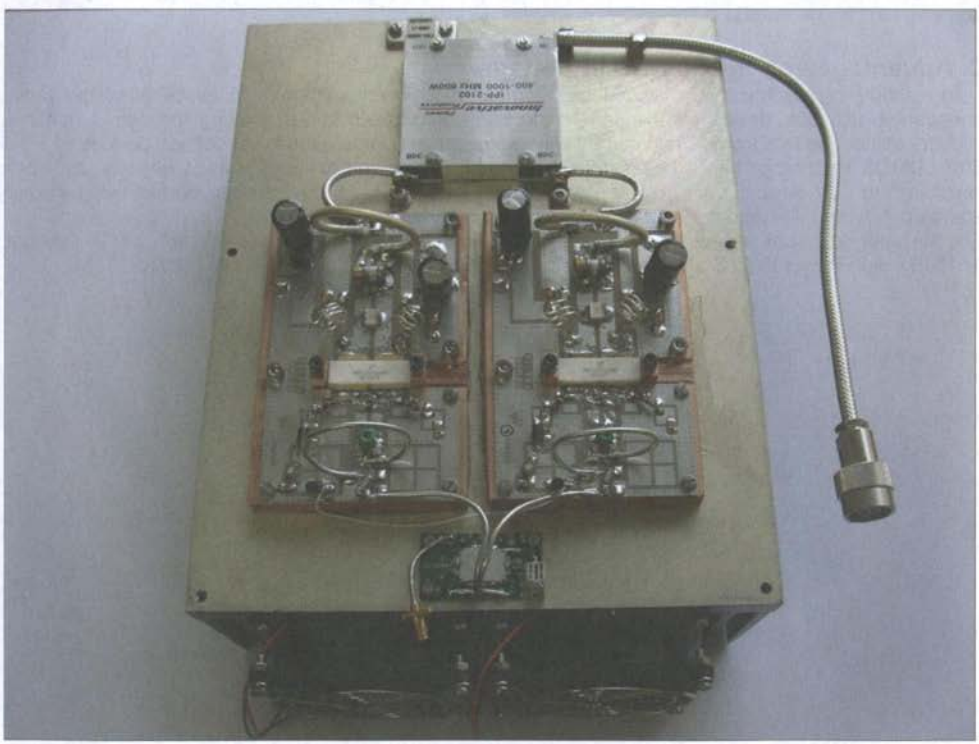


Fig. 1: 1kW PA for 432MHz with 2 x MRF6VP5600H

1. Introduction

Based on the article by Lionel F1JRD (AE7KX) (1), and my article about a 6m SSPA in the last issue, we were inspired to build a 70cm 1kW SSPA.

After some experiments with the MRFE6VP61K25H, I decided to make a module giving about 600W, and combined two modules in order to get 1kW out. Why? First of all, the output impedance of the 1K25 is very low (in the range of 1Ω). On 70cm, with more than 600W, components around the first matching stage become very hot (due to the internal ESR losses), the solder melts and components burn out. So to have a good, reproducible design, it is better to use 2 x MRFE6VP5600H devices.

The MRF6VP5600H is a versatile device, well suited to a wide range of applications. It is capable of delivering 600W under continuous wave conditions thanks to its high efficiency and low thermal resistance. The device tolerates high VSWR conditions. This article focuses on the 432MHz amateur band for both analog and digital applications (SSB or WSJT/FSK/CW).

Fig. 2: MRF6VP5600H transistor

The main characteristics are:

Frequency band:	**430 - 435MHz**
Output Power @ P3dB:	**> 1000W**
Operating supply voltage:	**50V**
Gain:	**typ. > 20dB**
Efficiency:	**typ. > 60%**

The MRF6VP5600H is part of the Freescale 50V product line, which is designed specifically for high voltage applications for the RF power market. It is fabricated using Freescale`s proprietary Very High Voltage 6th generation with enhanced ruggedness (VHV6E) platform. This technology is fully qualified and ships in large volumes.

2. Advantages of the 50V Drain Voltage

Using a 50V device has great advantages compared to lower voltage devices because the output impedance of a 50V device for the same output power is much larger, making the output matching circuitry easier and less lossy. Drain current will also be lower compared to lower voltage devices.
50V LDMOS technology has a better IMD performance compared to lower voltage devices, especially compared to 12V devices using bipolar technology. These LDMOS devices can be fed using industry standard 50V supplies (most are adjustable from about 43 to 54V).
For all other technical aspects please refer to DUBUS magazine issue 4/2010, vol. 39 "A Compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H" by F1JRD (AE7KX).

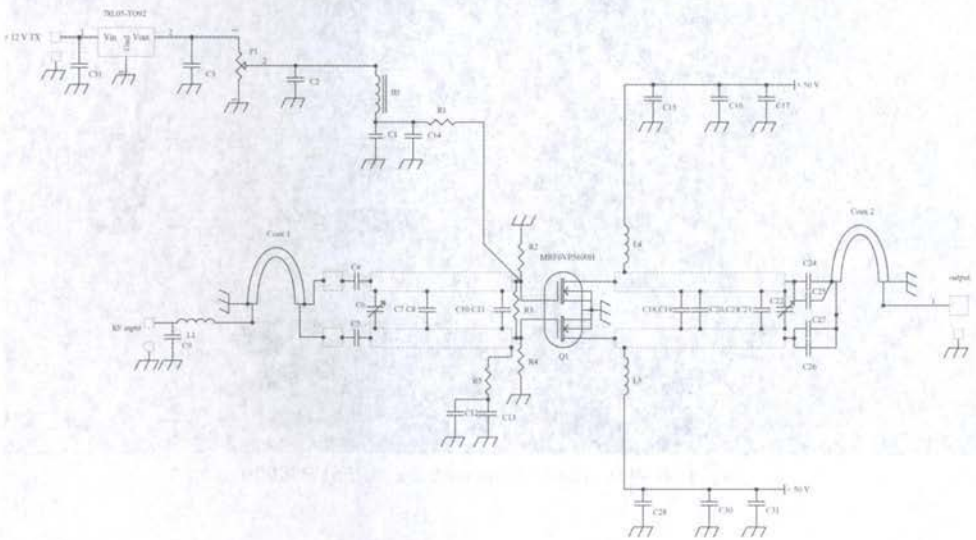


Fig. 3: Circuit diagram

3. Amplifier design and performance

The goal was to to get 1kW solid state, with good efficiency, small size and good VSWR tolerance. The PCB for this module is the same as the 6m module PA61K. For all thermal aspects please refer to (1). The PCB is made of TC350 material that has very good RF and thermal performance. The size of the amplifier board is 120x72mm. The transistor has to dissipate more than 300W in a small area, so a

copper heat spreader is necessary to transfer the heat to the aluminum heat sink. Two techniques can be used to mount the PCB on the copper heat spreader: With screws as shown in the picture, or with solder. This latter technique needs skill and some solder paste (3).

Circuit description (see fig. 3 for the circuit diagram): The input circuit is constructed with a 1:1 50Ω balun and a micro-strip matching line connecting to the gates. The input matching is tuned with coils L1 and C6. The 500Ω trimmer can be removed, if an external bias circuit is used. The 1k resistors R2 and R4 are connected to ground to prevent the gates floating if the bias is disconnected (if P1 is not in use).
The output circuit also uses micro-strip lines and a 50Ω balun, made of 50Ω UT141 coaxial cable. Particular attention should be paid to soldering the capacitors C18, C9, C20, C21 (5.1pF ATC 100 B or Temex CHB), see fig. 9. One 18pF high Q factor capacitor CLX series from TEMEX may replace the four 5.1pF capacitors. C23 is used to tune for optimal efficiency. In this amplifier I didn't use a symmetrical output balun. This can be done, and it would improve 2nd harmonic suppression.

4. RF measurements of the 500W module

The RF measurements were performed using CW.

50V Drain supply, 1000mA Idq (for linear operation):
This test was performed with the amplifier module only, i.e. without filter.

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	Drain Eff (%)	PAE* (%)	Vd (V)	Id (A)
432	0.45	100	23.5	31.4	31.3	48.2	6.6
432	0.75	200	24.3	43.8	43.6	47.6	9.6
432	1.3	300	23.6	52.9	52.6	47.3	12
432	1.75	350	23	56.1	55.8	47.3	13.2
432	2.3	400	22.4	58.7	58.4	47.3	14.4
432 1dBc	3	450	21.8	62.7	62.3	46.9	15.3
432	3.6	500	21.4	65.3	64.8	46.4	16.5
432	4.4	550	21	67.5	67	46.3	17.6

Table 1 * PAE: Power Added Efficiency. This value includes the RF input power.

5. RF measurements of the 1000W amplifier

In order to get a kW PA we need to combine two modules. Combining high powers is a precise issue and several techniques may be used. I have chosen to use a -3 dB 90° hybrid coupler using a IPP2102 from Innovative. This is an expensive part but very safe. This coupler is used to combine the outputs of the two modules. At the input I used a -3 dB 90° hybrid coupler from Anaren, model XC0405-03.
Remco, PA3FYM, will describe in the next Dubus issue an alternative way to combine at a lower cost.

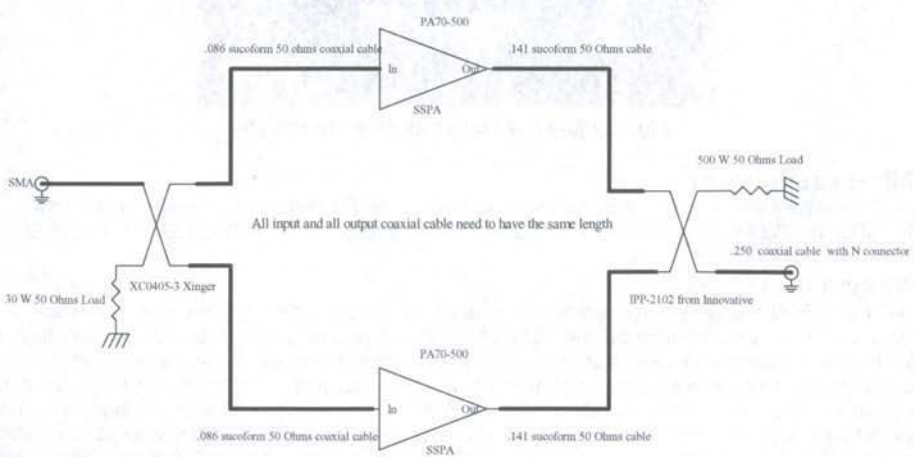


Fig. 4: 1kW schematic

RF measurements were performed with CW.
50V Drain supply, 2 x 1000mA Idq (for linear operation):
This test is done with the amplifier only (without filter)

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	Drain Eff (%)	PAE (%) *	Vd (V)	Id1 (A)	Id2 (A)	PSU (W)
432	1.5	200	21.2	28.8	28.6	47.7	7.2	7.4	694
432	2	300	21.8	35.8	35.6	47.6	8.7	8.9	838
432	2.7	400	21.7	41.1	40.8	47.5	10.1	10.4	974
432	3.5	500	21.5	45.8	45.5	47.3	11.4	11.7	1093
432	4.3	600	21.4	49.6	49.3	47.2	12.6	13	1209
432	5.4	700	21.1	53.2	52.8	47	13.8	14.2	1316
432	7	800	20.6	56.2	55.7	46.5	15.1	15.5	1423
432 1dBc	8.8	900	20.1	58.9	58.3	46.3	16.3	16.7	1528
432	10.4	1000	19.8	60.8	60.1	46.1	17.6	18.1	1646
432	13.7	1100	19	62.7	62	45.9	18.8	19.4	1754

Table 2 * PAE : Power Added Efficiency. This value includes the RF input power.

The harmonic test shows the 2nd @ - 47dBc and the 3rd @ - 83dBc on 1296MHz at 1kW output power. A filter is absolutely necessary to get the harmonics below 60dBc. Test with filter: The harmonic test shows the 2nd @ - 70dBc and the 3rd @ - 86dBc on 1296MHz at 1kW output power.
We have tested this amplifier with a filter, designed by F5CYS based on a F1TE design for 2m (3). This filter has also a 2m rejector to reduce the broadband noise in a multi-band VHF contest situation.

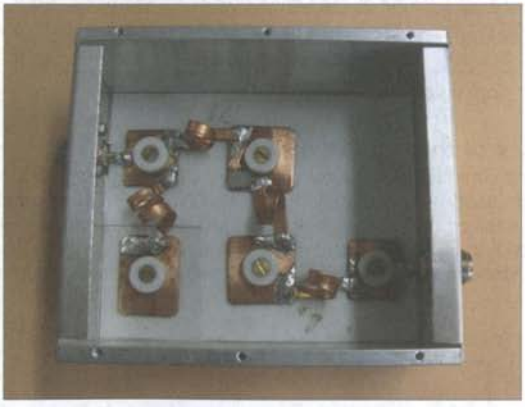


Fig. 5: 70cm KW Low Pass Filter by F5CYS

6. IMD measurement

The IMD measurements were done in the same way as the 2m PA (here with 2 drivers), Idq 2 x 1A:
Pout/IMD3: 1000W PEP / - 23dBc/PEP 800W PEP / -28 dBc/PEP 400 W PEP / - 34dBc/PEP

7. Ruggedness

The MRF6VP5600H is a very rugged device capable of handling 65:1 VSWR in pulse mode, it was designed for high mismatch applications, such as laser and plasma exciters, that exhibit repetitive high VSWR values at startup and then return to a more friendly impedance. In CW, at these VSWR levels and rated powers, the limiting factor is the maximum DC power dissipation. A VSWR protection circuit that will shut down the gate voltage to 0 or -3V within 10mS will protect the transistor effectively. The amplifier presented here was tested for all phase angles with 10mS pulses (5% duty cycle) without any faillure or degradation in RF performance. In any case a protection circuit has to be used, like the ones described for the 6m and 2m amplifiers. A circulator can also be used, but is expensive.

8. Fixture layout and bill of materials for one module

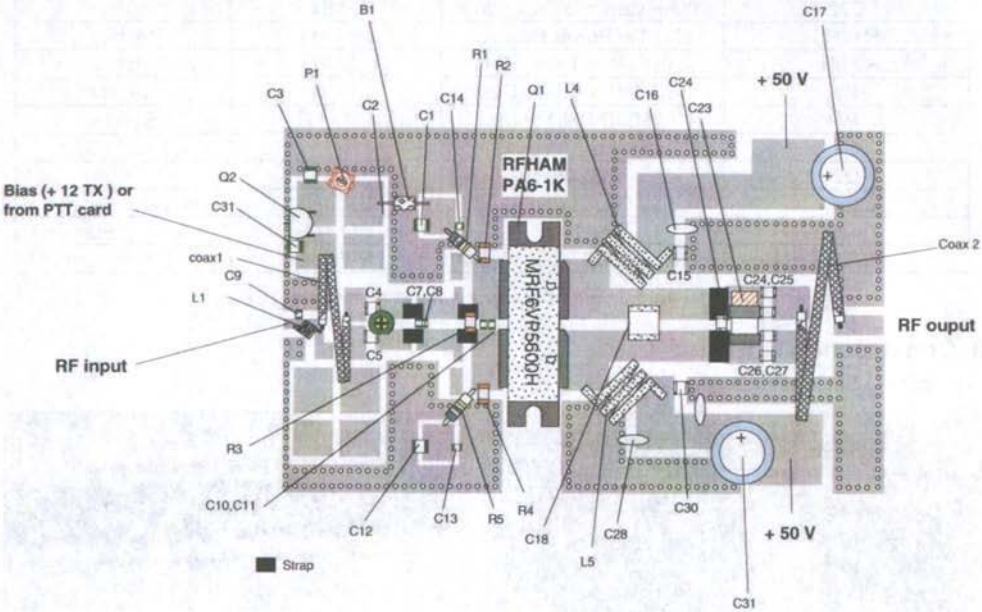


Fig. 6: Board layout and component placement

Part	Value	Part No.	Brand
Teil	**Wert**	**Best.-Nummer**	**Hersteller**
B1	Bead with wire Fair-Rite (95Ω @100MHz)		
L1 (Air inductor)	6 Turn air inductor on 3mm diameter,	Tinned copper wire of 0.6mm diameter	
L4, L5 (Air inductor)	3 Turn air inductor on 7mm diameter,	Silver plated copper wire of 12/10mm dia.	
C1, C2, C3, C12	100nF ceramic capacitor 100 V	SMD	
C4, C5	39pF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C6	Trimming capacitor 3 to 30pF	Green	Murata (RF electronica CVC-30)
C7, C8	5.6pF NPO or HQ	SMD	
C9	4.7pF NPO or HQ	SMD	
C10, C11	33pF ceramic HQ capacitor	100 A	ATC, TEMEX
C13, C14	1nF NPO ceramic capacitor	SMD	
C15, C30	330pF to 1nF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C16, C28	100nF 100V ceramic cap.		LCC
C18	18pF ceramic HQ capacitor	CLX	TEMEX
	Or		
C18, C19, C20, C21	5.1pF ceramic HQ Cap.	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C23	Giga trimmer 1.3 to 16pF	5476	Johanson (RF electronica CVG-N1)
C24	10pF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C24, C25, C26, C27	220pF ceramic HQ cap.	100 B, CHB	ATC, TEMEX

C17, C31	100uF 160V		
C32	100nF Ceramic Cap. 100 V	SMD	
R1, R5	47Ω 1W Power Resistor	PR01	Vishay
R2, R4	470Ω 1/4 W Power Res.	1206	Vishay
R3	33Ω 1/4 W Power Res.	1206	Vishay
P1	500Ω SMD pot		Bourns
Q1	MRFE6VP5600H		Freescale
Q2	78L05	TO92	
Coax1	50Ω 11cm	SM.086	Huber & Suhner
Coax2	50Ω 11cm	SM.141	Huber & Suhner
PCB	Arlon TC350, 2oz. 30mils	PA6-1K	RFham.com

Table 3: Bill of materials for one module

9. Construction & tuning

1) Solder the SMD components. See fig. 7.

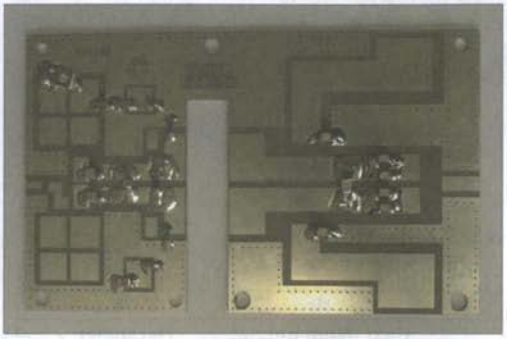


Fig. 7

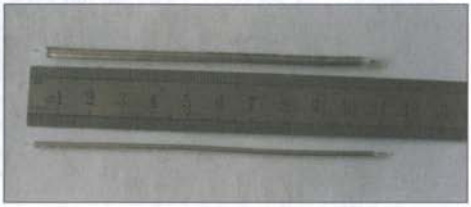


Fig. 8

2) Prepare the 1:1 input and output baluns. See fig. 8. Solder the Ls, Rs and Cs according to fig. 9.

3) Mount the PCB on the copper heat spreader. See fig. 9.

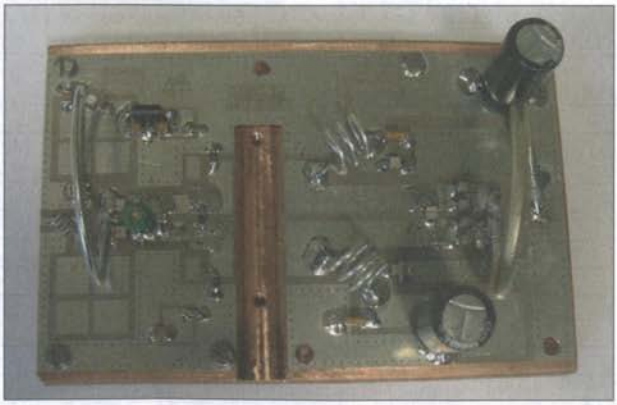


Fig. 9

4) Before soldering in the transistor it is a good idea to perform a few tests:

a) Set the bias potentiometer to zero.

b) With a DVM (Digital Volt Meter) measure the resistance between the gate pad and ground; it should be 30Ω.

5) Transistor placement
Two techniques can be useed.

a) The transistor can be soldered. In fact this is the better technique for having a very low thermal resistance. The disadvantage is that, if the transistor is destroyed for any reason, it will be very difficult to change it.
b) Use silicon grease (the white one for a lower thermal resistance).

Before doing anything else, the transistor has to be prepared: The flange of the transistor is not very "flat". The best way to make it smooth is to use abrasive paper type 3 M 734 "P1200". The abrasive paper has to be put onto a very flat surface like a piece of plate glass. Now take the transistor and move it in a figure-of-8 shape with your hand until the flange is very flat. See fig. 10. Now put the transistor in place. Solder the missing Rs and Cs close to the transistor. See fig. 11.

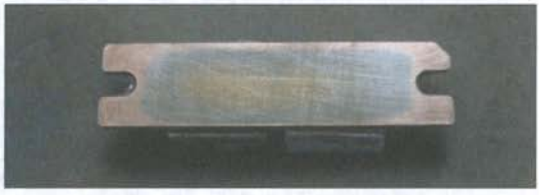


Fig. 10

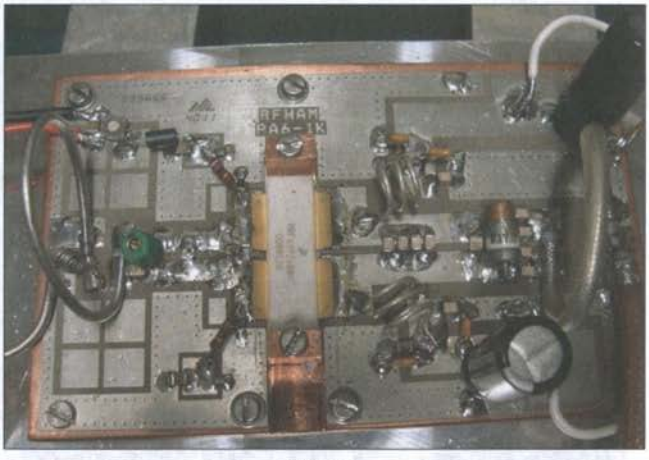


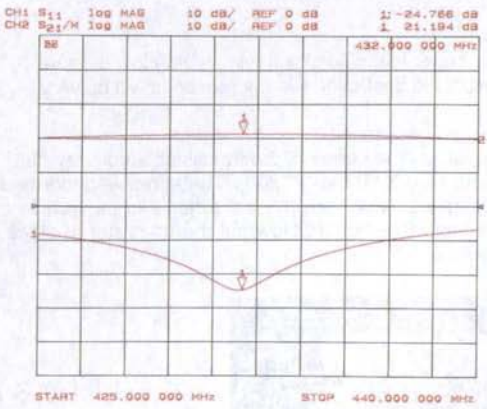
Fig. 11

Note: I have tested this design also with the MRF6VP2600H, and it works perfectly. However, this device is more fragile than the 5600H. In this version I used 4 x 5.1pF with a small space in between them.

6) Bias adjustment
Connect the output to a 50Ω load. Use two power supplies: One for the bias with 0 to 12V. Set to 5V (the bias pot is set to ground). Set the drain power supply to 50V and limit the current consumption to 2A (the best is to use a 2A max. PSU). Adjust the Idq up to 2A, i.e. each part of the LDMOS device draws 1A.

7) Small signal test
If you have a network analyzer or similar, test the amplifier in small signal mode, otherwise with very low input power. Connect the output of the amplifier to an appropriate dummy load. Tune the input VSWR by trimming L1 and C6. The input return loss should be better than 15dB. The small signal gain is around 28dB. See fig. 12. If you do not get these values DO NOT drive the amplifier to full power, you may have the outputs connected wrongly. Double check the input and/or output circuits thoroughly.

8) High power test
First, note that these LDMOS devices are very sensitive to overdrive. The best way to keep your transistor


CH1 S11 log MAG 10 dB/ REF 0 dB 1: -24.766 dB
CH2 S21/M log MAG 10 dB/ REF 0 dB 1 21.194 dB
432.000 000 MHz
START 425.000 000 MHz
STOP 440.000 000 MHz

alive is to attenuate the input power in all cases. Nowadays 432MHz transceivers have output powers around 50W. Of course the output power can be lowered to 1W. But... "If you forget", you will drive 50W into the amplifier and destroy the transistors immediately. Note: Many amateur transceivers with power controls have a poor ALC circuit and may transmit a big power spike at the beginning of each transmission. Again, reduce the output power of your transceiver e.g. with a 10dB (power) attenuator or a long length of e.g. RG316 coaxial cable.

Fig. 12: Small signal gain

Next step: Inject about 1W into the amplifier, and you should measure about 200W of output. Check the drain current: it should be approximately 10A. If this is not the case, stop and verify the output matching circuit (i.e. balun and the capacitors). If all works well, increase the input power until 500W of output power is achieved (Pin = ~ 3.5W) and optimize the efficiency with C23. Also monitor and minimize the input VSWR. Do this for each 500W module.

9) Connecting the two modules
Connect the two tested (and working!) modules to both the input and output combiners. See fig. 13. Inject sufficient drive (about 1.5W) to obtain about 200W output. Monitor the drain current: it should be around 14A. If this is not the case, stop and verify the combiner phases of both the input and output. If all works well, increase the input power to achieve 500W output, and monitor the drain current: it has to be in the range of 23A. The input power should be around 3.5W. Increase the input power until 1kW output is reached (input about 10W). The total drain current should be around 32A.
Don't forget to use protection circuits. Several descriptions are available; see (3) and (4).
A kit of the main components of this amplifier is available (5).

Fig. 13

10. Conclusion

This design was duplicated several times before publication of this article, and each amplifier showed similar results. However, be careful. High power amplifiers can be dangerous. - Many thanks to F1JRD Lionel, F1TE Lucien, F6BKI Jacques, Remco PA3FYM, Thomas Jann, F5VHX Graham.
I want to mention a special memory of Rainer DJ9BV who in the mid 90's exchanged with me a lot of mail and discussion to create a 1 kW 70 cm solid state amplifier. And also special thanks to Dick, K2RIW, who showed me his first (1970's) "K2RIW" amplifier- a kW on 70 cm - when I visited him 10 years ago.

11. References

(1) A compact 144MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH by F1JRD, DUBUS 4/2010
(2) AN1034D Freescale (ex TRW application note)
(3) www.f1te.org and www.f5cys.eklablog.com
(4) www.vk4dd.com
(5) www.rfham.com
(6) A compact 50MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH by F5FLN, DUBUS 4/2011
(7) MRFE6VP5600H datasheet

Kompakte 1 kW Hochleistungs-endstufe für 432 MHz mit zwei MRFE6VP5600H -Transistoren

von F5FLN, Michel Rousselet - mit Hilfe von Remco den Besten, PA3FYM

In diesem Artikel geht es um das Design von HF-Verstärkern mit Transistoren und hoher Leistung. Sofern man keine Erfahrung im Umgang mit deratig hohen Leistungen hat, sollte man sich bitte der Hilfe eines qualifizierten Technikers bedienen, der diese Erfahrung hat.

Abb. 1: 1 kW PA für 432MHz mit 2 x MRF6VP5600H

1. Einleitung

Basierend auf dem Artikel von Lionel, F1JRD (AE7KX), und meinem Artikel für 6m, waren wir inspiriert, ein 1-KW-PA-Modul für 70cm zu bauen. Nach einigem Experimentieren mit dem MRFE6VP61K25H entschieden wir uns dafür, eine Platine mit ca. 600 Watt zu bauen, und davon dann zwei Stück zu kombinieren, um 1 KW zu erhalten. Warum das? Die Ausgangsimpedanz beim 1K25-Transistor ist sehr niedrig (im Bereich von 1 Ohm). Auf 70cm bedeutet dies bei mehr als 600W, dass die Bauteile im Bereich der ersten Anpassungsstufe sehr heiß werden (aufgrund der internen Verluste, ENR) und die Lötstellen wieder schmelzen und die Bauteile verbrennen. Um also ein gutes, reproduzierbares Design zu bekommen, ziehen wir vor, 2 x den MRFE6VP5600H zu benutzen.

Der MRFE6VP5600H ist ein vielseitiger Transistor, der für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet ist. Dank seines hohen Wirkungsgrades und des geringen thermischen Widerstands kann er 600 W Dauerstrichleistung liefern. Er verträgt auch hohe VSWRs. Diese Beschreibung hier ist speziell für das 432-MHz-Amateurfunkband gedacht und für die Arbeit mit analogen und digitalen Modulationsarten (SSB oder WSJT/FSK/CW).

Abb. 2: Der Transistor MRFE6VP5600HR6

Der hier beschriebene Verstärker weist die folgenden Eigenschaften auf:

Frequenz:	**430-435 MHz**
Ausgangsleistung @ P3dB:	**> 1000W**
Versorgungsspannung:	**50V**
Verstärkung:	**typ. > 20 dB**
Wirkungsgrad:	**typ. > 60%**

Der MRFE6VP5600H ist Teil der 50-Volt-Produktlinie, die spezifisch von Freescale für die Hochvoltanwendung im HF-Leistungsmarktsegment entwickelt wurde und auf der Freescale-eigenen Very High Voltage Platform der 6. Generation (VHV6E) mit verbesserter Robustheit gebaut wird. Diese Technologie ist bewährt und wird in großen Stückzahlen produziert.

2. Vorteile der 50-Volt-Drain-Spannung

Die Verwendung eines 50-V-Bauteils ist ein großer Vorteil im Vergleich zu niedrigerer Spannung, weil die Ausgangsimpedanz des Bauteils für die gleiche Ausgangsleistung viel größer ist, so dass die Anpassung im Ausgangskreis viel einfacher und verlustärmer geschehen kann. Der Strom ist auch viel niedriger im Vergleich zu den niedrigeren Spannungen. Die 50-V-LDMOS-Technologie hat auch bessere IMD-Eigenschaften als Transistoren niedrigerer Spannung, besonders als die bipolaren 12-V-Typen.
Der Referenzaufbau wurde für eine marktübliche Standard-Drainstromversorgung entwickelt, was ermöglicht, für den Verstärker ein normales 50-V-Netzteil zu verwenden (die meisten können von 43 bis 54V eingestellt werden).
Für alle weiteren Aspekte der Technologie verweisen wir auf den Artikel "A Compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H" von F1JRD im DUBUS-Magazin 4/2010.

3. Das Desgin und die Leistungsdaten des Verstärkers

Das Designziel bei diesem Modul war, 1 KW Output bei guter Effektivität, kleiner Größe und guter VSWR-Handhabbarkeit zu erreichen. Als PCB wird die gleiche PCB PA61K wie für die im DUBUS-Heft 4/2011 beschriebene 6m-PA verwendet. Hinsichtlich aller thermischen Aspekte siehe (1).

Die PCB besteht aus TC350-Material, das sehr gute HF- und thermische Eigenschaften aufweist. Die Größe des Boards ist 120 x 72 mm. Der Transistor muss mehr als 300W Verlustleistung über eine kleine Fläche ableiten, so dass eine Kupferplatte nötig ist, um die Wärme auf den Alukühlkörper überzuleiten. Zwei Techniken können verwendet werden, um die PCB auf der Kupferplatte zu befestigen: Mittels Schrauben, wie im Bild zu sehen, oder mittels Lötung. Letzteres benötigt etwas Erfahrung und es muss Lötpaste verwendet werden (3).

Hier die Beschreibung einiger Details der Schaltung (Schaltbild siehe in Abb. 3):
Der Eingangskreis wird mit einem 1:1 50-Ohm-Balun und einer Mikrostreifenleitung zu den Gates realisiert. Die Eingangsanpassung wird mit L1 und C6 abgestimmt. Der 500-Ohm-Trimmer kann weggelassen werden, wenn eine externe Vorspannungsversorgung verwendet wird. Die 1K-Widerstände R2 und R4 gegen Masse dienen zum Schutz vor fehlender Vorspannung (wenn P1 nicht verwendet wird). Im Ausgangskreis werden auch Mikrostreifenleitungen und ein 50-Ohm-Balun aus 50Ohm .141-Koaxkabel verwendet. Spezielles Augenmerk muss auf die Verlötungen der Kondensatoren C18, C19, C20 und C21 (5.1 pF ATC 100 B oder Temax CHB) gelegt werden. Siehe Abb. 9. Ein 18 pF Kondensator mit hoher Güte aus der CLX-Serie von Temax könnte hier die vier 5.1 pF Kondensatoren ersetzen. Mit C23 wird auf die optimale Frequenz abgestimmt. Ich habe in diesem Verstärker kein Abstimmdraht für die Balancierung verwendet. Das kann man aber machen, es verbessert die Unterdrückung der 2. Harmonischen.

Abb. 3: Schaltbild

4. HF-Messungen der 500-W-Platine

Die HF-Messungen wurden in CW durchgeführt.

Messung mit 50 V Drainspannung, 1000 mA Idq (für lineares Arbeiten):
Dieser Test wurde nur mit der PCB ohne Tiefpassfilter durchgeführt. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 1.

Tabelle 1 ** Power Added Efficiency, dieser Wert enthält die HF-Steuerleistung*

5. HF-Messungen des 1000-W-Moduls

Um ein KW zu erhalten, müssen 2 Platinen zusammengeschaltet werden. Die Zusammenschaltung bei hohen Leistungen muss präzise erfolgen und verschiedene Techniken können dafür verwendet werden. Ich habe mich für einen -3 dB 90-Grad-Hybridkoppler von Innovative, IPP-2102, entschieden. Dies ist ein teures Teil, aber er ist sehr sicher. Dieser Koppler wird hier eingesetzt, um die beiden Platinen am Ausgang zusammenzuschalten. Am Eingang wird ein -3 dB 90-Grad-Hybridkoppler von Anaren verwendet, die Bezeichnung lautet XC0405-03.
Remco, PA3FYM, wird in der nächsten DUBUS-Ausgabe eine alternative Möglichkeit zur Zusammenschaltung der beiden Boards vorstellen, die kostengünstiger ist.

Abb. 4: Schema der Zusammenschaltung der beiden 500-W-Boards

Die HF-Messungen wurden in CW durchgeführt.

Messung mit 50 V Drainspannung, 2 x 1000 mA Idq (für lineares Arbeiten):
Dieser Test wurde nur mit PCBs, ohne Tiefpassfilter, durchgeführt. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 2.

Tabelle 2 ** Power Added Efficiency, dieser Wert enthält die HF-Steuerleistung*

Der Test zeigt die 2. Harmonische H2 bei - 47 dBc und H3 bei -83 dBc auf 1296 MHz bei 1000 W Output. Ein Filter ist absolut notwendig, um die Harmonische unter 60 dBc zu bekommen. Mit dem unten vorgestellten Filter wurden folgende Werte gemessen: H2 bei -70 dBc und H3 bei -86 dBc auf 1296 MHz, bei 1000 Watt Output. Bei diesem Test wurde ein Filter von F5CYS eingesetzt, das auf einem Design von F1TE für 2m beruht (3). Dieses Filter hat auch ein Teil, der 2m unterdrückt, um Breitbandrauschen bei einer Multiband-Konteststation zu reduzieren.

Abb. 5: 1 KW 70cm-Tiefpassfilter von F5CYS

6. IMD-Messung

Die IMD-Messung wurde ganz genau wie bei der 2m-PA beschrieben durchgeführt (mit 2 Treibern). IdQ = 2 x 1 A. Das Ergebnis für Pout 1000 W = IMD3 - 23 dBc / PEP,
für Pout 800 W PEP = IMD3: -28 dBc / PEP und für Pout 400 W PEP = IMD3 -34 dBc / PEP.

7. Robustheit

Der MRFE6VP5600H ist ein sehr unempfindliches Bauteil, das ein VSWR von 65:1 im Pulsbetrieb verträgt. Er wurde für Anwendungen mit hoher Fehlanpassung entwickelt, so wie Laser- und Plasma-Treiber, die am Beginn sich wiederholende hohe VSWR-Werte aufweisen und dann zu einer freundlicheren Impedanz zurückkommen. In CW wird bei diesen VSWR-Niveaus und der angegebenen Leistung die maximale DC-Verlustleistung der limitierende Faktor. Eine VSWR-Schutzschaltung, die die Gate-Spannung auf einem Mal innerhalb 10mS auf 0 oder -3V herunterschaltet, wird den Transistor effektiv sichern. Der hier präsentierte Verstärker wurde unter allen Phasenwinkeln mit 10mS-Pulsen und 5% Einschaltdauer ohne Ausfall oder Verminderung der HF-Leistungsdaten getestet. Auf jeden Fall muss eine Schutzschaltung verwendet werden, in der Art wie diejenigen, die für die 6m- und 2m-PAs beschrieben wurden. Ein Zirkulator kann auch verwendet werden, ist aber teuer.

8. Bestückungsplan und Teileliste

Abb. 6: Bestückungsplan

Tabelle 3: Teileliste für eine Platine

9. Konstruktion und Abgleich

1) Die SMD-Komponenten einlöten. Siehe Abb. 7.

Abb. 7 *Abb. 8*

2) Die 1:1-Balune für Ein- und Ausgang vorbereiten, siehe Abb. 8. Rs, Ls und Cs einlöten entspr. Abb. 9.

3) Die PCB auf die Kupferplatte montieren.

Abb. 9

4) Vor dem Einbau des Transistors empfiehlt es sich einige kleine Tests zu machen:
a) Das Vorspannungs-Poti auf Null stellen.
b) Mit einem Digitalvoltmeter den Widerstand zwischen dem Gateanschluß und Masse messen. Er soll bei 30 Ohm liegen.

5) Einbau des Transistors
Zwei Techniken können verwendet werden:

a) Der Transistor kann verlötet werden, was die bessere Technik hinsichtlich der Wärmeableitung ist. Nachteil ist, dass, falls der Transistor mal ausgewechselt werden muss, dies sehr schwierig wird.
b) Der Einsatz mit Silikonfett (das weisse, für bessere Wärmeableitung).

Bevor irgendetwas anderes gemacht wird, muss der Transistor aber vorbehandelt werden: Der Flansch des Transistors ist nicht sehr eben. Die beste Art, ihn plan zu machen, ist, ihn mit Schleifpapier der Sorte

3 M 734 "P1200" zu bearbeiten. Das Schleifpapier sollte man auf eine sehr plane Oberfläche legen, z.B. Glas. Nun den Transistor mit der Hand in kreisenden achtförmigen Bewegungen so lange schleifen, bis der Flansch eben ist. Siehe Abb. 10. Nun den Transistor einsetzen. Restl. Rs+Cs einlöten. Siehe Abb. 11.

Abb. 10 ***Abb. 11***

Anmerkung: Ich habe dieses Design auch mit dem Transistor MRF6VP2600H getestet und es funktionier perfekt damit. Allerdings ist dieser Typ empfindlicher als der 5600H. In dieser Version habe ich 4 x 5.1 pF mit ganz wenig Abstand dazwischen verwendet.

6) Vorspannungseinstellung
Den PA-Ausgang an eine 50-Ohm-Last anschließen. Zwei Netzteile verwenden: Eins für die Vorspannung mit 0 bis 12V. Dieses auf 5 V einstellen (das Vorspannungs-Poti ist nach Masse gestellt). Das Netzteil für die Drainspannung auf 50V einstellen, am besten eines mit 2A Strombegrenzung verwenden. Idq nun auf 2 A einstellen, d.h. jeder LDMOS zieht 1 A.

7) Kleinleistungstest
Wenn man einen Netzwerkanalysator o.ä. hat, nun die PA mit einem kleinen Signal testen, ansonsten mit einer sehr geringen Ausgangsleistung und dazu passender Last. Das Eingangs-VSWR mit L1 und C6 justieren. Der Input-Returnloss sollte besser als 15 dB sein. Die Kleinleistungsverstärkung sollte bei ca. 28 dB liegen. Siehe Abb. 12. Wenn man diese Werte nicht erreicht, darf man die PA noch nicht voll aussteuern, es könnte etwas mit der Schaltung im Ausgang nicht stimmen.

Abb. 12: Kleinleistungsverstärkung ***Abb. 13: Zusammengeschaltete Boards***

12) Hochleistungstest
Diese LDMOS-Bauteile sind grundsätzlich empfindlich gegenüber Übersteuerung. Der beste Weg, den Transistor am Leben zu erhalten, ist, die Leistung am Eingang der PA abzuschwächen. Übliche 70cm-Transceiver haben heutzutage eine Ausgangsleistung von max. 50 Watt. Natürlich kann die Leistung oft auf 1 Watt heruntergedreht werden, wenn man das aber mal „vergisst", gelangen 50 Watt an den Eingang der PA und der Transistor wird sofort zerstört. Außerdem haben viele Transceiver mit Leistungsregelung eine schlechte ALC und senden eine dicke Leistungsspitze am Beginn einer jeden Sendung. Man sollte also den Output des TRX z.B. mit einem 10dB-Leistungsdämpfungsglied oder einem langen Stück Koaxkabel, z.B. RG316, abschwächen.
Der nächste Schritt besteht darin 1 W in die PA einzuspeisen. Dann sollten 200W Output gemessen werden. Den Drain-Strom prüfen: Er sollte ca. 10 A betragen. Wenn nicht, abbrechen und das Ausgangsanpassungsnetzwerk kontrollieren (Balun und Cs). Wenn alles gut arbeitet, den Input so weit erhöhen, bis 500 W Output erreicht sind (Pin = ~ 3.5W) und die Effektivität mit C23 optimieren. Dabei auch das Eingangs-VSWR beobachten und minimieren. Das für jedes der beiden Boards durchführen.

9) Zusammenschaltung der beiden Platinen
Die beiden getesteten und funktionsfähigen Platinen nun an die Eingangs- und Ausgangskoppler anschließen. Siehe Abb. 13. Ausreichend Leistung anlegen (ca. 1.5W), um ca. 200 W Output zu erreichen. Den Drain-Strom beobachten: Er soll bei ca. 14 A liegen. Wenn das nicht der Fall ist, abbrechen und die Phasenlagen bei den Kopplern am Ein- und Ausgang kontrollieren. Wenn alles gut arbeitet, die Steuerleistung so weit erhöhen, bis 500 W Output erreicht werden und den Drain-Strom kontrollieren: Er soll im Bereich von 23 A liegen. Die Steuerleistung soll bei ca. 3.5 W liegen. Nun die Steuerleistung erhöhen bis 1 KW Output erreicht ist (Input ca. bei 10 W). Der Gesamt-Drain-Strom sollte nun bei 32 A liegen. Man sollte Schutzschaltungen nicht vergessen, diverse Beschreibungen sind verfügbar (3), (4). Ein Bausatz mit den Hauptkomponenten für die PA ist auch wieder verfügbar (5).

10. Schluß

Das PA-Board wurde mehrere Male nachgebaut und jedes Board zeigte die gleichen Ergebnisse. Man sollte weiterhin immer vorsichtig sein, denn Hochleistungsverstärker können gefährlich sein.
Vielen Dank an F1JRD Lionel, F1TE Lucien, F6BKI Jacques, PA3FYM Remco, Thomas Jann und F5VHX Graham. Ich möchte an dieser Stelle besonders an Rainer, DJ9BV, erinnern, mit dem ich Mitte der 90er Jahre viele Emails austauschte und über den Bau einer 1 KW 70cm PA diskutierte. Auch eine spezieller Dank hier an Dick, K2RIW, der mir seine ersten (1970er Jahre) K2RIW 1 KW 70cm PAs zeigte, als ich ihn vor 10 Jahren besuchte.

11. Referenzen Siehe am Ende des engl. Textes.

A Compact 1 kW 432 MHz High Power Solid State Amplifier using 2 x MRF6VP5600H - (Part II)

by Remco den Besten, PA3FYM (with the help of Michel Rousselet, F5FLN)

Introduction

Being an active member of a contest group in The Netherlands, I am always looking for improvements to our contest station. Our 70 cm (432 MHz) station has been up and running flawlessly for more than 20 years. Although there is a well known saying that 'one should never change a winning station', there is one parameter which can't be optimised enough: weight.

While performing some initial calculations, and philosophizing about a simple and light (!) design for a kW-SSPA for 432 MHz, Michel F5FLN published his 50 MHz SSPA [1]. When looking at the 50 MHz PCB from an 'UHF point of view', input and output striplines 'appeared'. The 50 MHz PCB contraption was modelled at 432 MHz, and we built some prototypes. The results were submitted to this magazine [2].

This paper elaborates further on the design, the use of some alternative components, and cheaper combiners to connect the two RF modules. The result is a state of the art lightweight linear kW for 432 MHz. The weight of the modules, heatsink, and temporary casing is 3.5 kg. The power supply I use weighs 6.5 kg, resulting in a total weight of 10 kg, i.e. 10 grams/Watt!

As Michel stated in his original article [2], I too would stress that experience with high power (solid state) amplifiers is required in order to reproduce this design successfully.

Description of the design of one RF module

I always heed the motto 'thou shalt understand what thou builds'. Especially for these kinds of amplifiers and output powers for amateur radio usage. Therefore, I might repeat some of Michel's considerations (which are mine too!), mentioned in his initial article [2].

Input circuit: A ~¼ λ 50 Ω coaxial balun transforms the 50 Ω unbalanced input into two phase shifted ~25 Ω balanced outputs. In practice a small inductance in series with the input balun seems necessary to realise the input matching. Using striplines and capacitors, the balanced ~25 Ω impedances are transformed towards the complex conjugated input impedances of each die (Zin = ~0.5 + j1.2 Ω) of the LDMOS FET in three steps. The balanced setup of the input circuit permits the matching capacitors to 'float'. I.e. they need no grounding, and their capacitances are half their 'single die analogues'. The input matching is optimised with a trimmer. Thus, the balun is part of the matching, a deliberate choice in the design.

Output circuit: The output impedance of one die at 432 MHz was measured to be $Zout$ = ~1.3 + j0.3 Ω, Vdd = 48 V, Idq = 1 A, Pout = 500 W. This output impedance is transformed in three steps towards ~25Ω with a stripline and capacitors. The output circuit is balanced before the output balun, so here the matching capacitances are floating too. The 2 x ~25 Ω balanced outputs are simultaneously 'reverse phase shifted', and combined into one 50Ω unbalanced output, using a ~¼ λ 50 Ω coaxial balun. The length of the balun is actually ~10% shorter than ¼ λ. Final matching of the output circuit is optimised with a high-Q 3-16 pF glass trimmer. Some people consider this not to be the 'most beautiful solution', but for amateur usage, and in practice, it helps tremendously when the balun is 'in the match'.

Assembly hints and tips

PCB: the TC350 PCB material is 'heavy duty' and you will find that you need a **hot** soldering iron (with a small tip) to get the solder to flow. Mount the SMD components, copper foil, and ATC capacitors first.

Note: See later about placing the 4 x 5.1 pF ATCs in the output circuit. When all the components are mounted on the PCB, remove excess flux with acetone or other polar organic solvent.

Output circuit:

Balun: Use 0.141 inch semi rigid coax (e.g. SM.141, KTR 141-50). It bends and remains into shape relatively easily. Although RG142 coax may be used, you will find that it takes quite some effort to bend

11 cm of RG142 in such a shape that it fits nicely on the PCB without residual tension.
Each RF module actually consists of two amplifiers. From an RF perspective people may disagree, but from my perspective, when mounting the in- and output baluns, pay attention towards their respective positions. Ensure that the input and output baluns on each module are mirror images of each other. Thus, the cores and shields of both the input and the output coaxial baluns should to be connected to the same transistor die.

ATC capacitors: Like Michel already stated in his article [2], large RF currents are flowing in the drain area due to the low output impedance of the transistor. Special attention is required for the first impedance transformation step. It seems that the ESR values of commonly available high power capacitors (e.g. ATC100B) are insufficient to allow the use of only one ~20 pF capacitor at these powers and frequencies. Michel used special TEMEX CLX 18 pF capacitors. I used 4 x 5.1 pF ATC100B capacitors in parallel instead. The characteristics of commonly available capacitors seem to be the limiting design factor for a 'single FET approach' e.g. MRFE6VP61K25H at 432 MHz. I received several reports and rumours of professional RF engineers and fellow amateurs, about exploding/melting capacitors in the output circuit of alternative attempts and/or designs for 432 MHz in the 500 W range.
Mount the 4 x 5.1 pF ATCs vertically next to each other so that the total length of the capacitor array is less (~8 mm) than if they were mounted horizontally ('the normal position'). The position of these ATCs is very important in order to reach 500 W output with a reasonable efficiency. If the second matching cell, i.e. the stripline between the 4 x 5.1 pF and 10 pF capacitors is too short it minimises the amount of current you are able to 'pump' into the FETs, as it sees too high an impedance at the drains. I obtained the best results by placing the first 5.1 pF ATC ~9 mm from the FET casing.

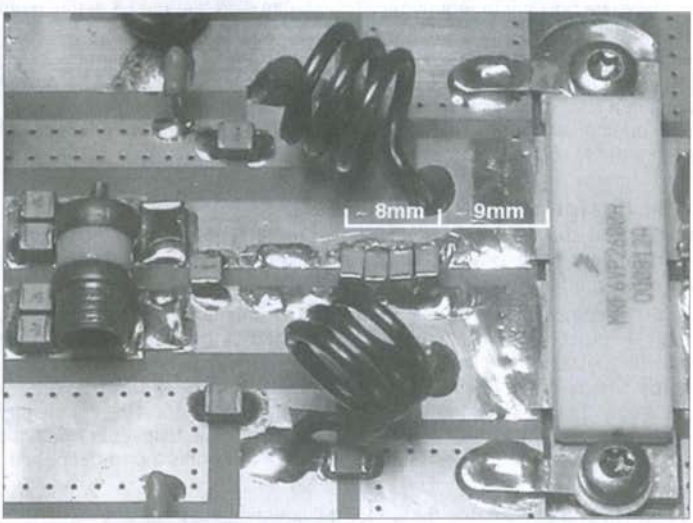


Fig. 1: Close up of the output matching circuit.

Drain inductors: The inductors between the and power supply (V*dd*) were designed to be 50 nH, e.g. 3 turns 1 mm dia. CuAg of 7 mm diameter. Due to the high currents I felt more comfortable using thicker wire, 1.6 mm enamelled copper. To obtain the same inductance, I made these inductors with 3 turns of 8 mm diameter.

Input circuit: There is nothing special here. Either use the same coax as the output balun, or coax of a smaller diameter, like RG178 or SM.186.

Heatsink: Drill 2.5 mm holes. Lubricate and cool the drill with methylated spirit or alcohol to prevent the drill from sticking and/or breaking. When using proper heatsinks for these powers, the depth of the holes is around 8 to 10 mm. Aluminium may easily melt while drilling to these depths. Use a M3 plug tap for the M3 bolt threads. If you use an electric drill for tapping, put it in the 'softest' position to prevent the tap sticking and/or breaking. Also cool and lubricate the tap with methylated spirit or alcohol to minimise the risk of enriching your heatsink with broken off taps (and frustration afterwards).

Don't use the 35.56 mm mounting pitch ('G') for the transistors (NI-1230 casing), as indicated in the Freescale datasheet. Make it ~1 mm wider. The heads of most M3 bolts have diameters such that they the will squeeze the ceramic material of the transistor and/or the bolt will not fit properly.
Do not mount the transistors on anodised (e.g. black) aluminium heatsinks. Use a milling cutter and mill a ~10 mm wide, and 1.0 mm deep strip in the heatsink to lower the transistors so that the leads fit well onto the PCB. Ensure that the resulting surface for the transistor junction is flat and free from dirt.
Although not mandatory, a copper heat spreader is highly recommended. Use heat transfer paste (e.g. Arctic Silver 5) underneath the transistors. Not too much, just enough. Rub the transistors on the heatsink surface and feel that they are 'glued' due to capillary attraction. Then fix the transistors. Don't over-torque the nuts as the mechanical tension on the transistor junction may become too high, resulting in stressing the dies inside when they become hot. I did not measure my torque, but with an electric drill in the 2nd softest position, the transistors were mounted firmly enough.

Transistors: as suggested in the first article, flatten the surface of the transistors with PM1200 abrasive paper on a piece of flat glass, with 'figure-of-8' movements. Michel uses MRFE6VP5600Hs. I use (less rugged, and cheaper) MRF6VP2600Hs, which have ~2 dB less gain. The outputs and efficiencies at 432 MHz of both models are equal. However, the 5600H is better protected against mismatches. This might be a design consideration when building one module. When combining two pmoduless, the output combiner also serves as 'mismatch protector' (see later).
As mentioned earlier in this article, large currents are flowing in, and around, the drain areas. The sources of the FETs are grounded through the heatsink. This requires both flawless RF and electrical conductivity of the PCB to the heatsink. To be on the safe side and to rule 'strange phenomena' out, I advise mounting two solder tags on each transistor M3 mounting nut. The tag is soldered onto a grounded area of the PCB, see figure 1.

Tuning up each RF module

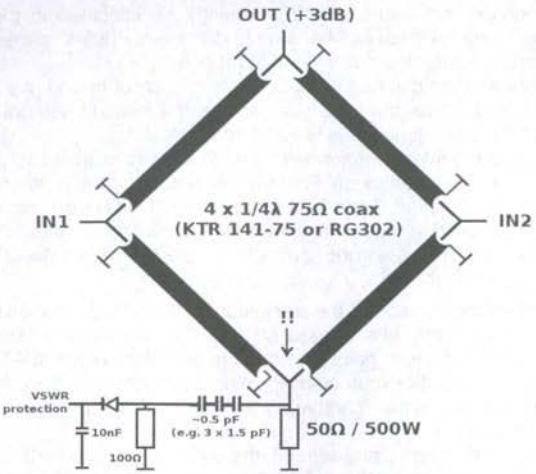
Please consult Michels article [2] when tuning up your RF modules. Adjust the idling current (~1 A) using a power supply with current limiting. The limit between 'no current' and 'too much current' is very narrow.
Check your driving power to ensure that you do not overdrive the modules. These LDMOS FETs are power FETs, i.e. they are designed to 'let current flow'. They will surely do ... to a certain extent. The bandwidth of this extent is narrow when the FETs are properly matched. Initial input matching can be obtained without drain voltage, i.e. with a 'cold' module. Inject ~1 W of drive and tune the input trimmer for minimal reflection. When the module delivers its full output it can be tweaked on the fly.
Connect the module output through a wattmeter to a suitable 50 Ω load. Inject ~1W into the module. If you do not obtain ~150 W output with 1 W of drive with ~10 A drain current, stop immediately. Double check the in- and output circuits. When everything looks good, increase the drive power (slowly). Around 500 W output power should be obtained with ~7 W drive power with an efficiency of ~67% (50 V / 15 A), otherwise there is something wrong. Optimise the efficiency of the module with the glass trimmer in the output circuit. It is possible to gain more output, but with loss of linearity.

Known issues

It may happen that your module saturates (far) below 500 W, i.e. you 'cannot let enough current flow'. Very likely the transistor does not see a low enough impedance at its drains, i.e. matching of the first cell is suboptimal. Repositioning some of the 5.1 pF ATCs may help. Relocate the 'furthest' 5.1 pF ATC towards the drain, and retune the efficiency of the module with the output trimmer to see if there is an improvement. I obtained ~500 W with the first 5.1 pF ATC located ~9 mm away from the FET casing, see figure 1. Your mileage may vary.

Combining two RF-modules

In the original article [2] two RF module are combined using a commercially available (and expensive) 90°-coupler. I made the in- and output hybrid couplers with ¼ λ length (i.e. 120 mm) of 75 Ω PTFE coax. A hybrid coupler may be connected in various ways. I chose the Wilkinson variant. Thus there is no additional 180°-phase shift relative to the the output side. As the 50 Ω load I used a RF resistor which is mounted on the heatsink. The output configuration of the combiner is depicted in figure 2. 180°-phase shifting of one side towards the load is realised by swapping the core and shielding connections of one ¼ λ part. I added a VSWR probe which can drive a protection circuit. When matching of the amplifier is suboptimal, or when you 'forget' to attach a suitable load, the amplifier can be switched off. Sufficient amplifier protection circuits have been published. Figure 4 shows my interpretation of the hybrid output coupler.



For the input splitter the inputs and outputs are reversed, and the 50 Ω load may be less rugged, the VSWR protection circuit is omitted, and the coax cable may be of a smaller diameter. I used RG179.

Fig. 2: Output configuration of the hybrid coupler to combine two modules.

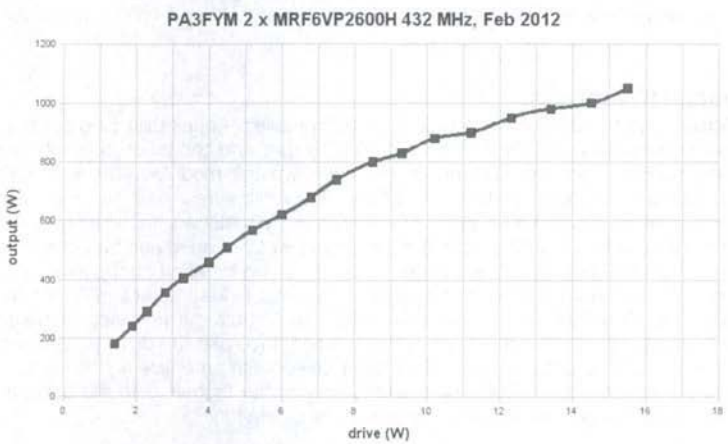


Fig. 3: Closeup of the output hybrid coupler, consisting of two pieces of RG302 (output) and two pieces of KTR-141 75 (RF-resistor)

Firing up the combined modules

When the two modules are tuned for maximum output and efficiency seperately, firing up the combined modules will not be difficult. Use the same approach as for a single module. When reaching full drive (i.e. ~15 W), tweak the input trimmers first for maximum output and maximum current. Last, but not least, tweak the output trimmers for maximum efficiency. The results of my experiments are depicted in figure 3. Measured efficiency is ~68% @1050 W output, and P-1 dB = ~900 W.

Final

Due to reticence of NXP to offer samples, I was not able to study if this design works with NXP equivalents. As fas as I could ascertain at the moment, no working design with e.g. a BLF574 at 432 MHz in the 500 W range has been reported and/or published.

Acknowledgements

Many thanks to: Michel, F5FLN for his generous support, and the good and fruitful discussions we had concerning this design, and the art of RF power design in general. John, PA7JB for milling the slots in my heatsink, and Hans, PE1CKK for bending the aluminium, and loaning the 50 V power supply.

Fig. 4: Closeup of the output hybrid coupler, consisting of two pieces of RG302 (output) and two pieces of KTR-141 75 (RF-resistor)

References

[1] Michel Rousselet, F5FLN, A compact 50 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH, DUBUS, 4/2011 pp 9

[2] Michel Rousselet, F5FLN, A Compact 1kW 432 MHz High Power Solid State Amplifier using 2 x MRF6VP5600H, DUBUS 1/2012, pp 9

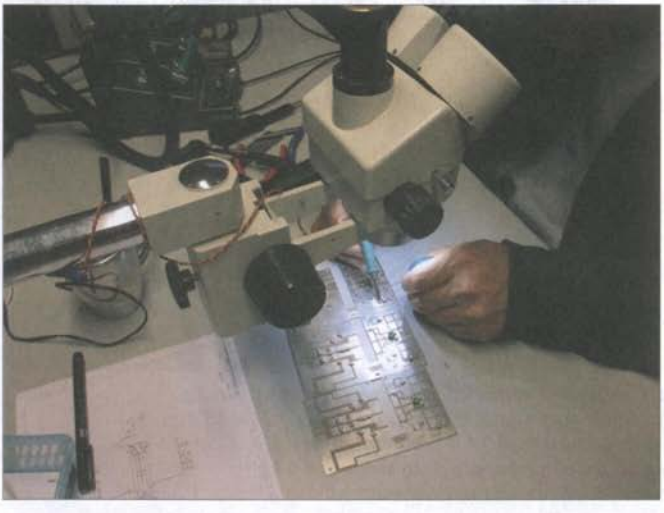


Fig. 5: Building the pallets. Note: the output ATCs were initially already mounted, but practice learned that their positions are very critical. Tuning their positions seems necessary. Photo: PA7FA

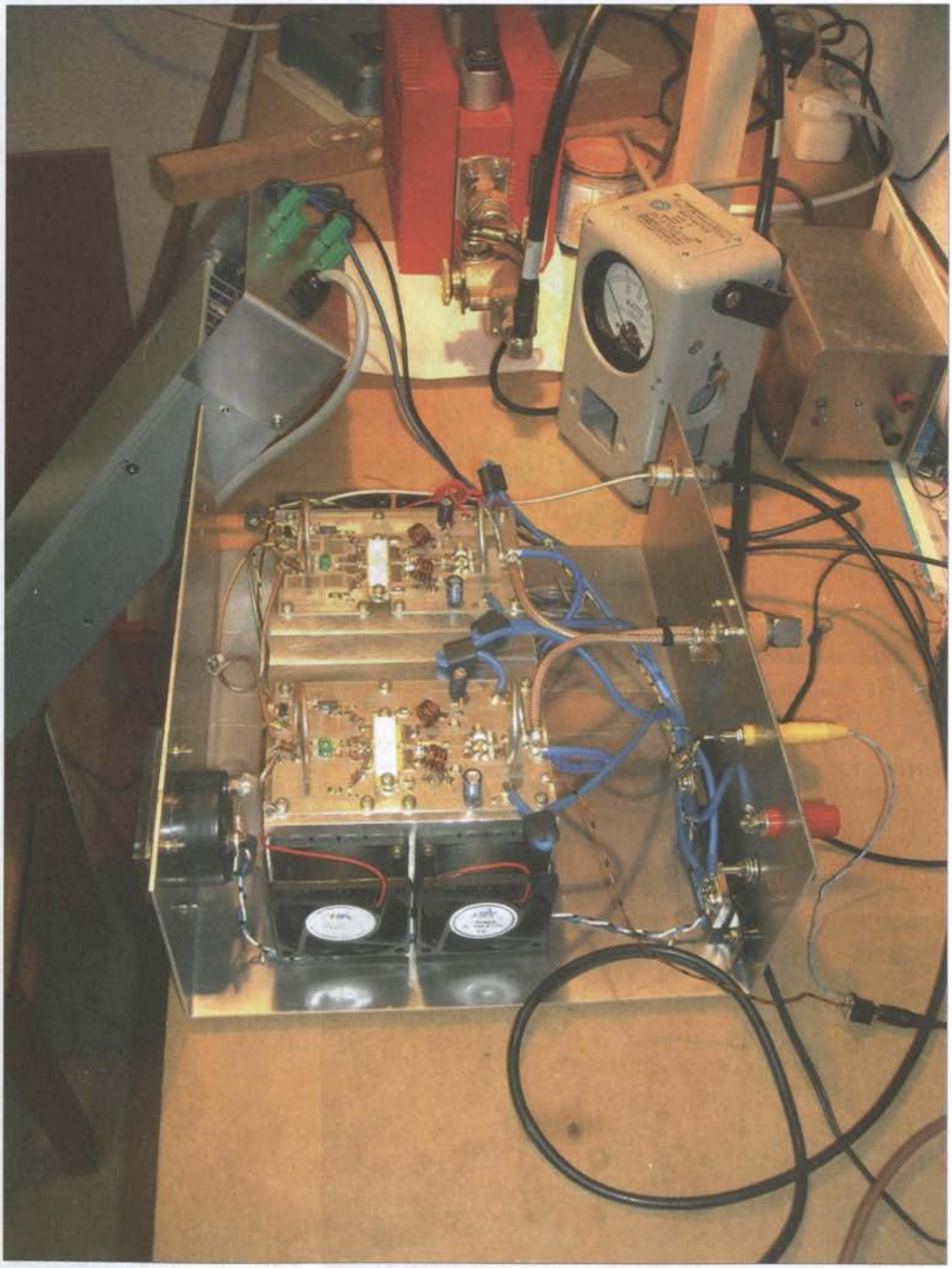


Fig. 6: The kW-amplifier in a temporary housing. Weight: 3.5 kg.
The heatsink is a cooling aggregate, dimensions 200 x 125 x 75 mm.
The fans are four small 12 V blowers in series.
The 50 V / 60 A power supply (left) weighs 6.5 kg,
which results in 10 grams per Watt for the total contraption! Photo: PA3FYM